RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



December 2019

Met in dit nummer:

- 3 transistor DSB transceiver
- Experimenten met transistoren
- Opa Vonk: Versterking van OpAmps
- Kerstpuzzel
- Phasing CW filter
- PA3CNO's blog
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

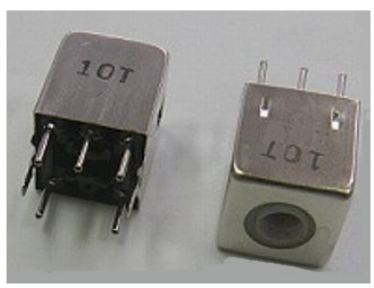
Van de redactie

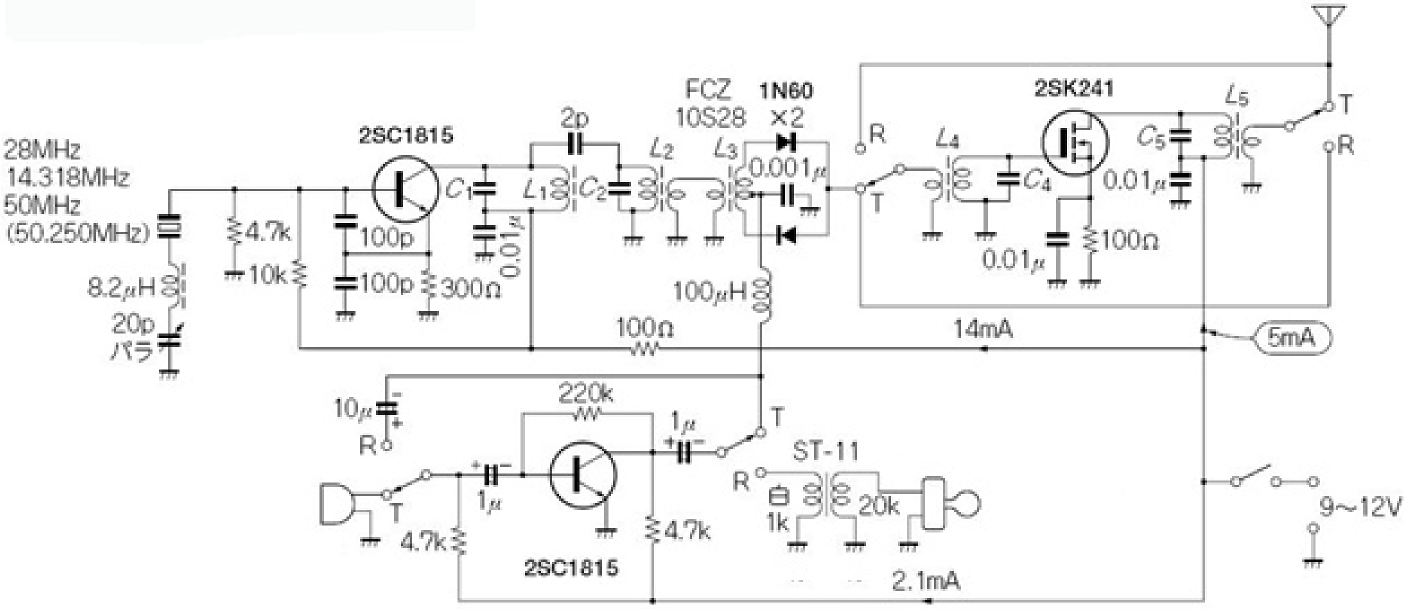
En toen was het jaar alweer om. Hoe de tijd vliegt... De nachten zijn weer lang, de condities wisselend, de shack lekker warm en de soldeerbout heet. Dit jaar heb ik 4 van die kerstboom kitjes bij Ali besteld om met de kleinkinderen in elkaar te gaan zetten in december. Eerst Klaas met zijn Pietendiscussie maar het land uit krijgen, en dan eens zien of ik de volgende generatie wél geïnteresseerd kan krijgen in techniek. Ja, ik weet het, ik had ook een van mijn eigen ontwerpen die ik de afgelopen jaren gepubliceerd heb, kunnen nemen. Maar dit was wel zo makkelijk en succes gegarandeerd. Op dit moment staan er geen nieuwe projecten op stapel: ik wacht al eigenlijk meer dan een jaar op de release van de QSX kit van QRP-LABS, maar Hans Summers heeft wat problemen met zijn gezondheid gehad, en bovendien vraagt ook de doorontwikkeling van zijn QCX CW transceiver (waar ik een 20m versie van heb) nog steeds veel van zijn tijd. Dat is overigens een schitterend ontwerp, en voor die $49 kan je je geen buil vallen aan deze uitstekend presterende CW transceiver. Zijn laatste toevoeging is een CAT interface, waardoor de transceiver makkelijker te gebruiken is met contesten. Mocht je dat willen. Maar goed, de optie zit erin. Dus de QSX kit is er nog niet. Hopelijk komt die nog voor onze april-expeditie naar Liechtenstein. Heb ik daar wat te doen. Prettige dagen, en tot volgend jaar.

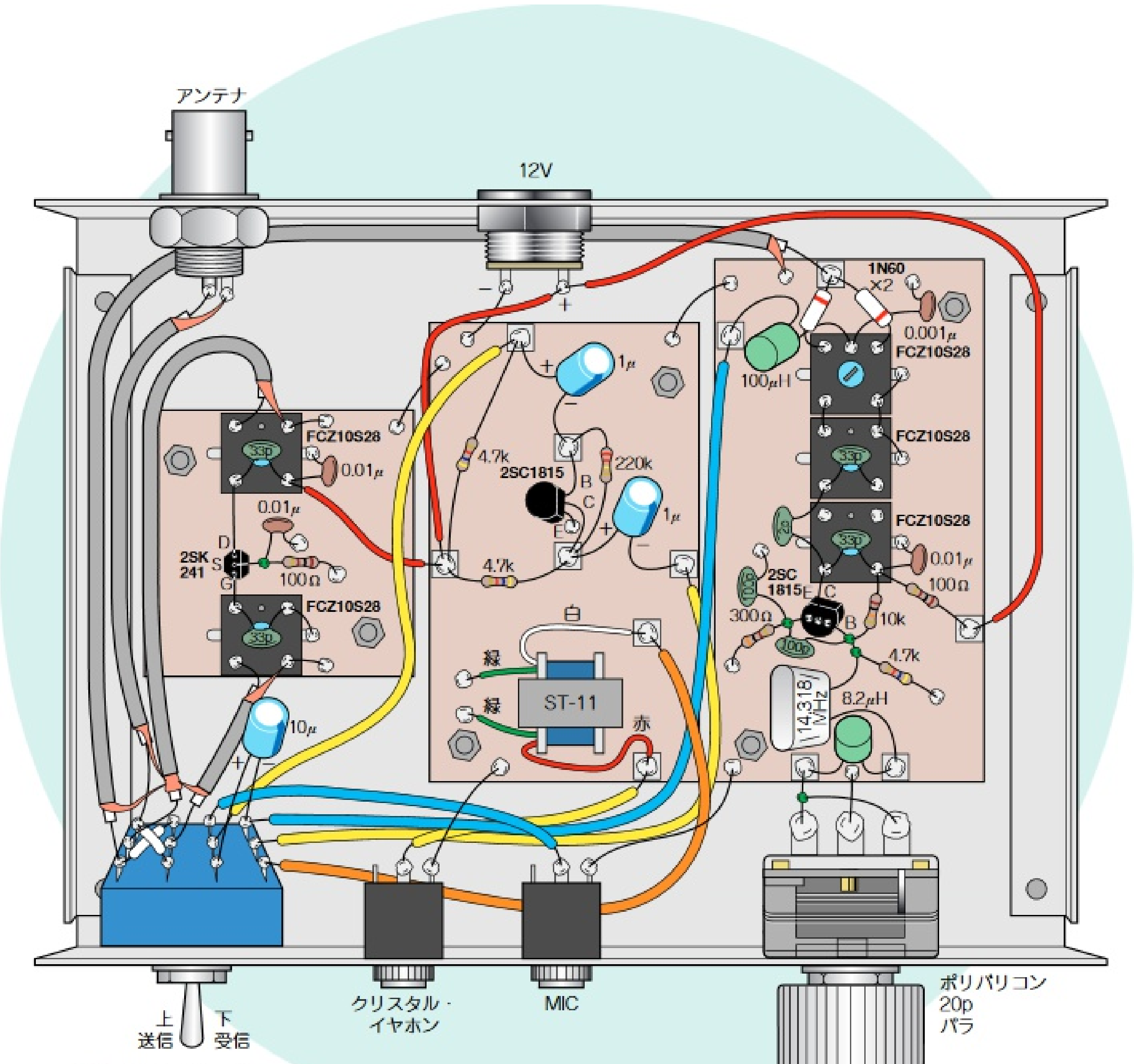
3-transistor DSB transceiver

Dat je voor een transceiver niet veel nodig hebt, blijkt uit dit ontwerp, dat bedoeld is voor gebruik op 20m, 10m of 6m. Daar is het ook niet zo vol dat je meteen verpletterd wordt, hoewel verbinding maken met deze transceiver wel een uitdaging is. Maar om de werking van een zend-ontvanger duidelijk te maken is dit een perfect voorbeeld. Het schema van de transceiver vind je op de volgende bladzijde. De transistor links boven is de oscillator, en deze is kristal gestuurd met een kristal voor de gewenste band. De frequentie is enigszins te wijzigen met de 20pF afstemcondensator. Het oscillatorsignaal wordt vervolgens via het capacitief gekoppelde bandfilter bestaande uit L1 en L2 toegevoerd aan L3, die dienst doet als gebalanceerde mixer. Het dubbelzijband signaal met onderdrukte draaggolf wordt via L4 toegevoegd aan de eindtor bestaande uit een FET van het type 2SK241, en via L5 aan de antenne toegevoerd. L1-L5 bestaan uit complete MF trafo's van het type FCZ10S28, wat 10mm trafo's zijn voor een frequentie van 28MHz. De opbouw is als volgt:

L1-3 8t+34p
L2-3 4t
L4-6 3t
Q = 50



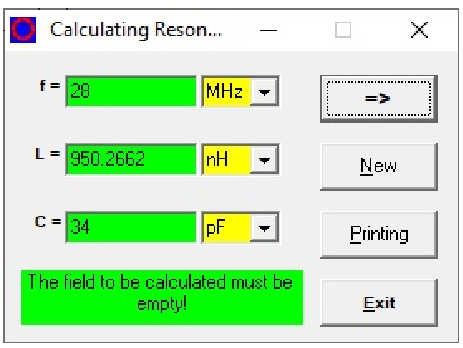


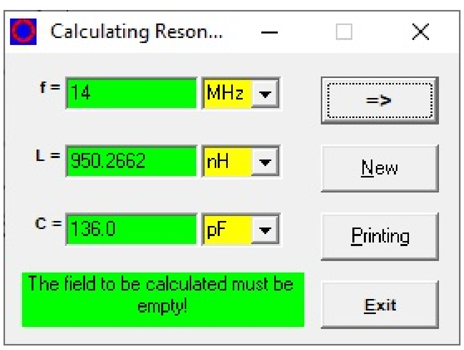


※●印の箇所は空中配線
※28MHzの場合のコイル，コンデンサ例.

Dat wil dus zeggen dat tussen pennen 1 en 3 een condensator van 34pF zit, parallel aan 8 windingen. Omdat tussen pennen 2 en 3 volgens opgave 4 windingen zitten, is de spoel dus netjes in het midden afgetakt. En secundair heeft hij 3 windingen. Doorgaans zitten in dit soort spoelen de condensatortjes als een keramisch buisje onder in de spoelvorm, en kan je deze met een schroevendraaiertje of ander scherp gereedschap kapot maken, wat noodzakelijk is om L3 als gebalanceerde modulator te kunnen gebruiken. Daar zit immers geen condensator over de wikkeling met middenaftakking.

Hoe zit het dan met de andere frequenties? Vaak worden in dat soort gevallen dezelfde MF trafo's gebruikt, maar met extra of andere condensatoren. Je kunt in zo'n geval eerst de zelfinductie van de spoel berekenen, bijvoorbeeld met de Mini Ring Core Calculator, waar je onder Tools een optie vindt om aan resonantiekringen te rekenen. Je weet dat de resonantiefrequentie 28MHz is (daar is de MF trafo immers voor gemaakt), en dat de condensator 34pF is, want dat staat in de specificaties. Vullen we dat in, dan volgt voor de spoel een zelfinductie van 950µH. Maak je daarna van de frequentie 14MHz, en wis je het condensator-veld zodat die uitgerekend wordt, dan volgt daaruit dat voor 14MHz de condensator 136pF moet zijn. Je kunt in dat geval 100pF extra over de pennen 1 en 3 zetten. Iets soorgelijks kan je doen voor 50MHz. Daaruit volgt dat de condensator dan 10pF moet zijn, en dat is lager dan de 34pF die van fabriekswege over de pennen 1 en 3 is geplaatst. Nu is het dus zaak om alle condensatoren kapot te maken en te vervangen door een externe condensator van 10pF.





Het laagfrequent signaal komt van een electret microfoon, waarvan het signaal versterkt wordt door de derde transistor, een 2SC1815 (niet kritisch, mag ook weer een 2N3904 zijn o.i.d.) Dat signaal wordt aan het midden van L3 toegevoerd en zorgt voor het DSB signaal.

Kijken we nog even naar het ontvangstpad. Dat begint uiteraard bij de antenne, die in de stand ontvangst via L4, die nu als ingangsfilter dienst doet, met de ingang van de eindtransistor verbonden wordt. De FET doet nu dienst als HF-versterker en het uitgangssignaal komt nu via L5 op de gebalanceerde mixer met L3 terecht. Die wordt aan de andere kant nog steeds aangestuurd door de VXO en als resultaat komen de som- en verschilproducten beschikbaar op de middenaftakking van L3. De spoel van 100µH houdt het somsignaal tegen, maar het verschilsignaal - het audio - komt er wel doorheen. De microfoonvoorversterker doet in de stand ontvangst dienst als laagfrequent eindversterker en het signaal wordt toegevoerd aan een LF trafo met een verhouding van 1:20, waarna het signaal beluisterd kan worden met een kristal oortelefoon. Zonder trafo kan je misschien een stel oordopjes gebruiken, maar je kunt er beter een LM386 achter zetten als je meer lawaai wilt hebben. Dan is wel de eenvoud weg natuurlijk...

Voor het omschakelen wordt een viervoudige omschakelaar gebruikt (die kan je gewoon bij Conrad krijgen) die ervoor zorgt dat twee van de drie transistoren een dubbele functie krijgen. Verwacht niet teveel van het uitgangsvermogen: gezien de opgegeven ruststroom van 5mA schat ik het uitgangsvermogen tussen de 80 en 100mW. Daar kan je overigens prima verbindingen mee maken: Gert PE0MGB gebruikte eens de stuurzender van zijn LIMA transceiver om verbindingen mee te maken: daar kwam 100mW uit. Dus laat dat je niet tegenhouden...

Experimenten met transistoren

Frank Vermeulen PA5FJM

Langzaam maar zeker gaan we richting het eind van het jaar. Ik had eigenlijk al veel verder willen zijn met alles. Opvallend hoe snel de tijd voorbij gaat en hoe weinig tijd en energie er voor onze hobby overblijft. Maar we blijven vrolijk doorgaan.

Experimentjes met diodes deel II

In mijn vorige stukje had ik vraagtekens bij de laatste experimentjes met diodes. Gelukkig wist Opa Vonk daar uitleg over te geven. Bedankt daarvoor. Uiteraard de suggesties uitgeprobeerd en inderdaad, het was precies zoals Opa Vonk had uitgelegd. Weer wat geleerd, HI.

In navolging toch nog een extra proefje gedaan. Wat gebeurt er als er een belasting na de diode volgt? Als er een hoge weerstand in het circuit zit, is de doorlaatspanning dan ook lager dan 0.7V? En als er twee gelijke weerstanden aanwezig zijn, wordt de spanning dan ook de helft? Kwestie van uitproberen.
Het schema opgebouwd als Fig. 5-1.

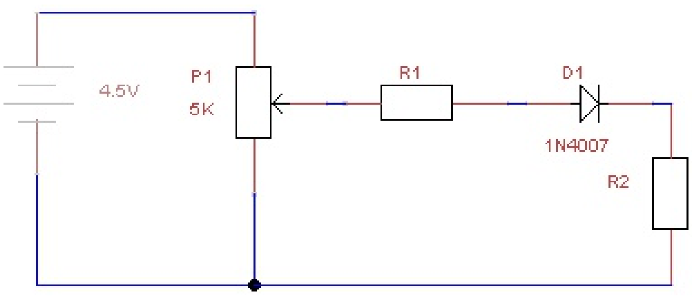


Fig. 5-1 Diode met belasting

Voor R1 en R2 heb ik verschillende waarden genomen. P1 had ik toegevoegd om wat met de spanning te kunnen spelen, maar uiteindelijk toch gewoon de volle 4.5 V gebruikt.
Naar mijn idee zou hetzelfde moeten gebeuren als bij mijn vorige proefjes: hoge weerstand in het circuit => lage stroom => verlaagde doorlaatspanning. Lage weerstand in het circuit => hoge(re) stroom => normale doorlaat-spanning. En dit bleek ook het geval. Als ik zowel voor R1 als voor R2 1 Mohm nam, was de doorlaatspanning ongeveer 0.3-0.4V i.p.v. 0.7V. Als ik voor R1 én R2 een lage weerstand nam (100 Ohm) was de doorlaatspanning inderdaad ongeveer 0.7V. Grappig was om ook te zien dat de diode geen invloed heeft op de spannings-verdeling. Behalve dan dat de spanning over de weerstanden opgeteld samen ongeveer 3.7 V was, maar over de weerstanden apart stond wel elk ongeveer 1.8V.
In de toekomst nog eens uitproberen wat antiparallel geschakelde diodes doen met wisselspanning. Maar dat is voor in de toekomst, als ik ook wat meer met een scoop heb leren werken. En als ik op internet kijk, valt er nog een heleboel te leren over diodes. En dat voor zo'n klein componentje, HI

Experimentjes met transistoren

Maar even genoeg met diodes. Nu verder met transistoren. Ik merk dat ik, hoewel ik het boek "Elektronica, echt niet moeilijk" al eens eerder heb gebruikt, nu wel de volgorde wat vreemd vind. Als ik andere boeken bekijk, dan komen vaak na weerstanden de condensatoren aan de beurt. En gevoelsmatig klopt dat voor mij ook meer. Maar goed, we houden gewoon lekker het boek aan om te spelen en te leren.

Daarom eerst maar eens beginnen met het schakelingetje volgens fig. 5-2.

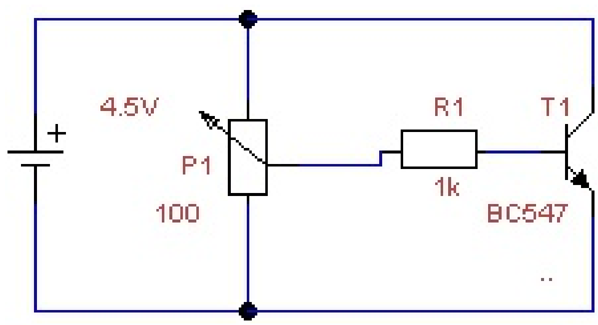


Fig. 5-2. Eerste proef met transistoren

In deze schakeling de diverse stroompjes en spanningen gemeten. Voordeel van de toegevoegde potmeter was dat ik een soortement variabele voeding kon simuleren. En met elke keer de loper van onder naar boven te

bewegen kon ik mooi kijken hoe de stromen en spanningen verlopen. R1 begrenst de stroom door de basis en werd uiteindelijk 3.3 mA. De spanning over R1 liep netjes op van 0 naar ongeveer 3.4V. Wat ook rekentechnisch met elkaar overeen komt. Wat mij wel opviel was dat de spanning over de basis-emitter op liep naar ongeveer 0,9 V. Iets meer dan de verwachte 0.7V. R1 was “slechts” 1 kohm. Een transistor wordt intern voorgesteld als 2 diode-overgangen (eentje tussen basis en collector en eentje tussen basis en emitter). Zou hier hetzelfde aan de hand zijn als ik bij de diode zag? M.a.w. zou de doorlaatspanning tussen basis en emitter afhankelijk zijn van de stroom? Ofwel, hoe lager de stroom I_{be}, hoe lager de doorlaatspanning. Voor de gein R1 vervangen door 10 kΩ en inderdaad. De spanning U_{be} wordt lager, hij zakt naar ongeveer 0.7 V. Door een weerstand van 1 MΩ te nemen werd de U_{be} nog iets lager, namelijk ongeveer 0.6 V. Toch grappig om te zien.

We gaan het gewoon iets spannender maken met een weerstand bij de collector (Zie Fig. 5-3).

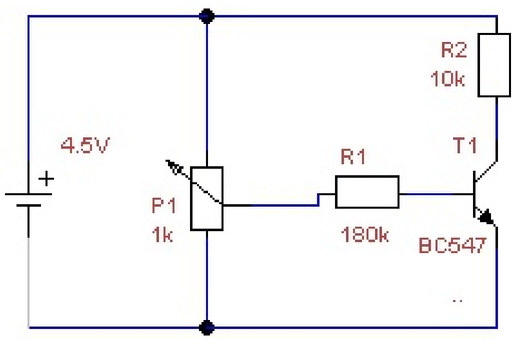


Fig. 5-3. Collectorweerstand toegevoegd.

Het leek mij leuk om bij diverse voedings-spanningen, ofwel de spanning op de basis, de diverse spanningen in de schakeling te meten. Zie tabel 5-1. Hierbij is U de “voedingsspanning” gemeten op de loper van de potmeter.

Ook hier valt op dat U_{BE} slechts een heel klein beetje oploopt bij een steeds hogere I_b. Deze blijft dus redelijk stabiel. Leuk om te zien dat U_{ce} omlaag gaat, terwijl U omhoog gaat. Inderdaad, zoals altijd gezegd wordt “keert het signaal om” in deze schakeling. Frappant vind ik dat U_{R2} bij 1 V voedingsspanning meer, “slechts” ongeveer

U	Ube	Ur2	Uce
1,02	0,62	0,25	4,4
2,02	0,65	0,87	3,77
3,02	0,67	1,49	3,14
4,03	0,68	2,11	2,52

Tabel 5-1. Spanningen gemeten in Fig. 5-3 (alles in V.)

0.6V omhoog gaat en dat U_{CE} ongeveer 0.6V zakt i.p.v. elk 1V. Die 1V had ik verwacht. Kennelijk was mijn verwachting niet goed. Op een of andere manier “verlies” ik dus 0.4V. “Weer” iets wat ik niet snap. Hopelijk heeft Opa Vonk hier een verklaring voor.

Noot van Opa: *Ja, daar heb ik wel een verklaring voor. Bij een transistor moet je niet denken in spanningen, maar in stromen. De versterking zit 'm er in, dat de collectorstroom een veelvoud is van de basisstroom. Dat veelvoud is de versterkingsfactor, en die kunnen we afleiden uit je tabel. Daarvoor had het beter geweest om over U_{R1} te kunnen beschikken, want dan hadden we meteen de basisstroom geweten, en die moeten we nu een beetje afleiden. Opa heeft daarvoor jouw tabel uitgebreid met twee kolommen:*

U	Ube	Ib	Ur2	Uce	HFE
1.02	0.62	0.002222	0.25	4.4	11.25
2.02	0.65	0.007611	0.87	3.77	11.4307
3.02	0.67	0.013056	1.49	3.14	11.4128
4.03	0.68	0.018611	2.11	2.52	11.3373

De kolom Ib is gemaakt door Ube van U af te trekken; dan hou je de spanning over de weer-stand over, en die daarna te delen door 180 (de waarde van de weerstand). Daarmee heb je dan de basisstroom in mA. De collectorstroom is de waarde van U_{R2} gedeeld door 10k, de

collectorweerstand. Wat we zouden moeten zien, is een lineaire toename van de collectorstroom met de toename van de basisstroom en dat is de versterkingsfactor, ook wel Hfe genoemd. Die staat nu in de laatste kolom en is dus inderdaad redelijk constant rond de 11.3. Alleen zou de versterking van een BC547 tussen de 110 en 800 moeten liggen volgens de datasheet. Waarom dat niet klopt? Misschien omdat de transistor bij het eerste experiment beschadigd is geraakt door het ontbreken van stroombegrenzing in de collector, waardoor zijn versterking nu veel lager is. Of dat de collectorweerstand niet 10k, maar 1k was. Dan zit Opa's berekening er een factor 10 naast en zou de Hfe ongeveer 112 zijn. Het goede nieuws is dus dat de versterking aantoonbaar constant is.

De weerstand kan natuurlijk ook in de emitterleiding opgenomen worden i.p.v. de collector, zie Fig. 5-4.

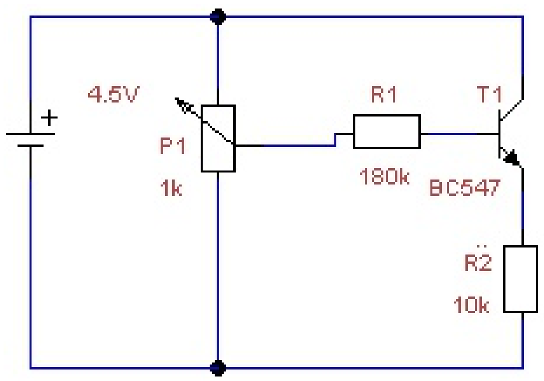


Fig. 5-4. Emitterweerstand toegevoegd.

In dit schemaatje werden dezelfde metingen gedaan als in Fig. 5-3. U is wederom de “voedingsspanning” gemeten op de loper van P1, Ub heb ik gemeten tussen de basis en de “-” van de batterij en U_{RE} natuurlijk de spanning over de emitterweerstand.

Ik had in dit experiment de voedingsspanning uiteindelijk teruggevoerd naar 0.5V. En, inderdaad, de transistor deed (uiteraard) niets. Daarom nog even iets opgedraaid naar 0.7V op de loper en kijk, de transistor reageerde. Kijkende naar Ub en Ure blijkt dus ook dat de doorlaatspanning ong. 0.5V is tussen Ube. Wat mij verder opvalt, is dat de daling in Ure de daling van de voedingsspanning volgt, n.m.

U	Ub	Ure
3,94	3,71	3,23
3,01	2,87	2,34
2,03	1,94	1,40
1,01	0,98	0,45
0,5	0,49	0
0,7	0,69	0,18

Tabel 5-2. Spanningen gemeten in Fig. 5-4 (alles in V.)

ongeveer 1 V. Terwijl dit in schakeling 5-3 niet het geval was.

Noot van Opa: Dat klopt. De emitter volgt de basis met zijn spanning, minus de spanning over de basis-emitter. Deze schakeling heet dan ook emittervolger. Deze configuratie wordt vaak gebruikt als bufferschakeling. Weliswaar is de spanningsversterking 1 en is er dus eigenlijk geen sprake van versterking, maar de ingangsimpedantie van deze schakeling is vrij hoog, terwijl de uitgangsimpedantie zeer laag is. Een ideale schakeling dus om als buffer te dienen tussen b.v. een oscillator en de rest van een schakeling.

Als laatste ben ik nog met schakeling in Fig. 5-5 bezig geweest.

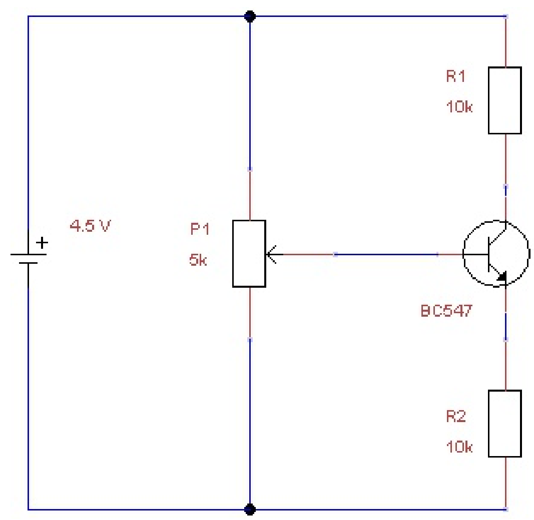


Fig. 5-5. Weerstand in zowel collector- als emitter.

Ook hier heb ik wat metinkjes gedaan. U is de “voedingsspanning”, ofwel de spanning op de loper van P1. Ik was benieuwd of er met 2 gelijke weerstanden ook een spanningsdeler zou optreden, ofwel of Urc = Ure. De resultaten van mijn proefje staan in tabel 5-3. Deze keer heb ik ook eens gekeken naar de spanning over de collector-emitter overgang van de transistor (= Uce)

U	Urc	Ure	Uce
0,50	0	0	4,6
0,96	0,38	0,41	3,83
2,01	1,43	1,44	1,79
3,01	2,23	2,41	0,03
3,99	1,34	3,32	0
4,67	0,67	3,99	0

Tabel 5-3. Spanningen gemeten in Fig. 5-5 (alles in V.)

Helaas gebeurt er weer iets dat ik niet kan verklaren. Tot ongeveer 3 V. gaat het regeltje op dat bij gelijke weerstanden de spanning ook gelijk verdeeld wordt. Kennelijk gebeurt er in of met de transistor iets dat vanaf 3V. deze regel wordt verstoord. Vanaf 3 V. loopt Ure op en daalt Urc en de spanning over de collector-emitter wordt kennelijk zelfs een kortsluiting. Hopelijk weet Opa Vonk hier wel een antwoord op.

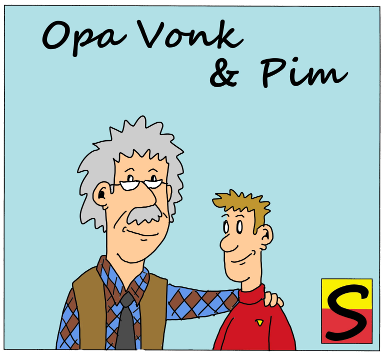
Noot van Opa: *Jazeker. Je "overstuurt" de versterker! Een transistor is een stroombron. De stroom wordt bepaald door de spanning over de emitterweerstand, en dus door de spanning op de basis, die dan 0,7V hoger is. Laten we eens kijken wat er gebeurt als de spanning over de emitterweerstand 1V is (en dus de basis-spanning ongeveer 1,7V). Er loopt dan 0,1mA door de weerstand. Die stroom is de som van de basisstroom en de collectorstroom. Bij voldoende hoge versterking mag je de basis-stroom verwaarlozen en dan zeggen we dat de collectorstroom gelijk is aan de emitterstroom. In jouw geval zit daar wel wat verschil, waarschijn-lijk door die lage versterking van de transistor die we net geconstateerd hadden. Bij voldoende versterking valt er over de collectorweerstand dan eveneens 1V. Aangezien de spanning over de schakeling 4,5V is, en er nu 2V "opgebruikt" is door de twee weerstanden, valt de resterende spanning over de transistor. Voeren we nu de stroom op door de spanning over de emitterweerstand 2V te maken (en dus de basisspanning ongeveer 2,7V), dan gaat er 0,2mA in de emitter - en dus ook in de collector - lopen. Er valt nu 2V over de collectorweerstand, en 2V over de emitterweerstand. Nu is er nog maar 0,5V over voor de transistor. Als je 3V op de basis zet, staat er dus volgens jouw tabel 2,41V over de emitterweerstand en daar gaat dan 0,241mA lopen. Die wil ook door de collectorweerstand lopen en daar komt dan eveneens 2,41V over de collectorweerstand te staan. Nou, in jouw geval 2,23V. Je ziet al dat die twee spanningen bij elkaar meer zijn dan de 4,5V die de batterij levert. Er kan geen spanning meer over de transistor staan en deze staat in verzadiging. Bij nog hogere basisspanning loopt de stroom in de collector zelfs verder terug, en de stroom door de emitterweerstand wordt voor een groot deel nu geleverd door de basisstroom. De transistor zelf staat helemaal in verzadiging en feitelijk doet deze niet meer mee.*

Had je de emitterweerstand 1k gemaakt tegen 10k in de collector, dan had je gezien dat een wijziging van 100mV op de emitter (en dus de basis) een wijziging van 1V op de collector had veroorzaakt. Waarom? 100mV wijziging over 1k geeft een wijziging van 0,1mA in de emitter. Een wijziging van 0,1mA in de collector geeft een spanningswijziging van 1V over de 10k die daar zit. Ziedaar: spanningsversterking! En wel in de verhouding collectorweerstand gedeeld door emitterweerstand. Maar ook dan geldt: draai je de basisspanning te ver op, en is er geen spanning meer over voor de transistor, dan loopt de boel "vast" en is niet meer lineair.

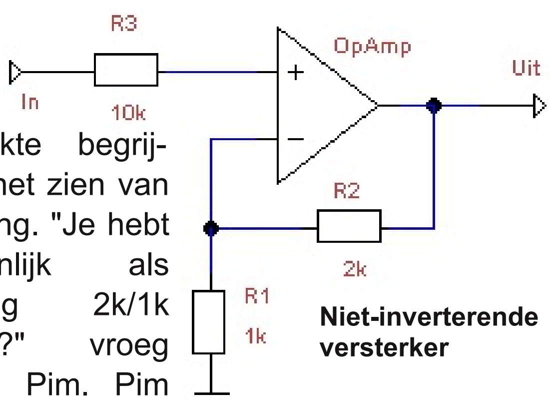
Wederom merk ik met deze proefjes dat de theorie leuk is, maar dat er in de praktijk toch dingen gebeuren die niet in de theorie beschreven staan. Ik geef toe dat ikzelf nog niet naar de karakteristieken van transistoren heb gekeken en misschien had ik dat wel moeten doen en had ik sommige dingen wel kunnen verklaren. Hoe luidt ook al weer het gezegde? “Al doende leert men”, HI.

Next stop: FET’s. Hopelijk heb ik er nog ergens eentje liggen, want tijdens een van mijn bovenstaande proefjes ging het opeens een beetje stinken (en mijn reukorgaan is niet een van de beste, hi). Bleek dat ik de BF245 te pakken had in plaats van een BC547. Ook moet ik eens gaan beginnen met het leren met een scoop te werken, want volgens het boek ga ik toch langzaam maar zeker richting wisselspanning(en) werken.

73 de Frank, PA5FJM

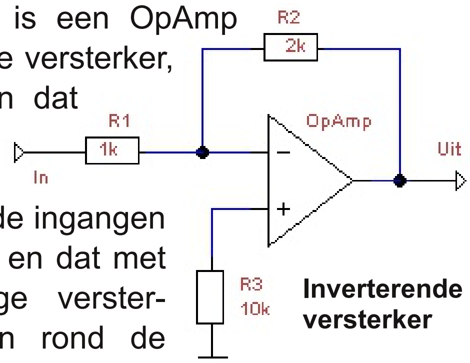


Pim zat in zijn Opa's piep-hok, wat de bijnaam verkregen had door de morse-signalen die daar regelmatig te horen waren, en keek beurtelings van zijn rekenmachine naar het beeld van Opa's oscilloscoop. Opa zag het, en zei: "Klopt er iets niet?". Pim schudde van nee. "Ik heb een versterkertje gebouwd met een Opamp, en volgens mij zou de versterking twee moeten zijn, maar hij is zo te zien drie. En dat snap ik niet." Opa's nieuwsgierigheid was nu gewekt. "Laat me het schema eens zien?" zei hij. Pim reikte hem een papiertje aan:



Niet-inverterende versterker

Opa knikte begrijpend bij het zien van de tekening. "Je hebt waarschijnlijk als versterking 2k/1k genomen?" vroeg Opa aan Pim. Pim knikte: "Ja, dat is toch de versterking?" Opa schudde van nee. "Je gooit twee configuraties door elkaar. Dit is de niet-inverterende versterker. Jij hebt de inverterende versterker in je hoofd neem ik aan, en daar kan je dat wel doen. Laten we eens naar dat schema kijken:



Inverterende versterker

Zoals je weet is een OpAmp een differentiële versterker, wat wil zeggen dat hij het spanningsverschil tussen zijn beide ingangen zal versterken, en dat met een hele hoge versterkingsfactor van rond de 100.000. Door de OpAmp terug te koppelen, ofwel een deel van het uitgangssignaal terug te voeren naar zijn ingang, neemt de versterking af tot bruikbare vormen. Kijken we naar het schema van de inverterende versterker, dan werkt deze als volgt. De niet-inverterende ingang van de OpAmp is met een weerstand verbonden met massa, en ligt dus op 0V. Voer ik aan weerstand R1 geen spanning toe, dan zal de inverterende ingang van de OpAmp dezelfde spanning hebben als de uitgang, via R2. En omdat de OpAmp in deze configuratie zijn ingangen aan elkaar gelijk wil maken, is de uitgang 0V. Bieden we op R1 een spanning aan van 1V, dan zal de OpAmp het spanningsverschil tussen zijn ingangen gaan versterken. Omdat de niet-inverterende ingang (0V) lager is in spanning dan de inverterende ingang (1V), wordt de uitgang van de OpAmp negatief. Is de uitgang -2V, dan is de zaak weer in evenwicht. Dat kunnen we eveneens aantonen met de Wet van Kirchof, die zegt dat in een knooppunt de som van de stromen nul moet zijn. Wel, als er 1V over R1 staat, loopt er 1mA. Als er 2V over R2 staat, loopt daar ook 1mA, maar de andere kant

op. De som van de stromen is nul. De spanning op de inverterende ingang is nu ook weer nul, en daarom noemt men dat knooppunt van de twee weerstanden en de inverterende ingang wel een virtuele aarde. Aan de ingang "zie" je dan ook een impedantie van 1k: uitsluitend R1. Sluit je een tweede weerstand van 1k aan op dat knooppunt, dan zal de OpAmp die signalen bij elkaar optellen zonder dat ze elkaar beïnvloeden. Die virtuele aarde zorgt er immers voor dat het knooppunt altijd 0V is. Op deze manier maakte ik vroeger audio mixers. De versterking is dus nu inderdaad de terugkoppelweerstand gedeeld door de ingangsweerstand. Dus R2/R1 en dat is 2k/1k en dat is 2. Bij dit type versterker draait de fase van het signaal dus om: een positief signaal op de ingang geeft een negatief signaal op de uitgang. Het nadeel van deze configuratie is alleen dat je altijd weerstand R1 als belasting van je ingangssignaal ziet. En soms wil je dat niet. En dat is waar je de niet-inverterende versterker toepast.

Laten we die eens bestuderen. Dat is het schema waar jij mee aan kwam, die eerste dus. Hoewel er een weerstand van 10k in de ingang is opgenomen, doet die niet zoveel. Een JFET OpAmp kan makkelijk een ingangsimpedantie van tientallen tot honderden MegaOhms hebben, dus die 10k merk je niet. Dat belast de bron dus nauwelijks. Ook hier is de uitgang teruggekoppeld naar de inverterende ingang, waardoor een stabiele toestand optreedt. Laten we eens kijken wat er gebeurt als we 1V aanbieden op de niet-inverterende ingang (de + van de OpAmp). De OpAmp zal zijn inverterende ingang nu eveneens 1V willen maken, en daarvoor zal zijn uitgang positief moeten worden. Maar hoe positief?

Feitelijk kijk je naar een spanningsdeler die gevoed wordt door de uitgang van de OpAmp, met de inverterende ingang aangesloten op het knooppunt van de deler. De formule is nu:

$$U- = Uo * \frac{R1}{R1 + R2}$$

Ofwel, de spanning op de negatieve ingang is de uitgangsspanning maal R1 gedeeld door de som van de weerstanden. We weten dat die spanning U- gelijk moet zijn aan de spanning op U+, dus 1V. Wat betekent dat voor de uitgangsspanning? Daarvoor moeten we die uit de formule peuteren, als volgt:

$$Uo = U- \ * \ \frac{R1 + R2}{R1}$$

De versterking A laat zich dan schrijven als:

$$A = \frac{Uo}{U-} = \frac{R1 + R2}{R1} = \frac{1 + 2}{1} = 3$$

En dat is precies wat jij gemeten hebt. Dus in dit geval is de versterking met dezelfde onderdelen maar in een iets andere configuratie niet 2, maar 3. Onthoud die laatste formule voor het berekenen van de versterking.

Merk op trouwens dat je nu niet twee weerstanden aan de + ingang kunt knopen om signalen bij elkaar op te tellen, Dat kan wel, maar dan beïnvloeden ze elkaar omdat er geen virtuele aarde aanwezig is op de + ingang. Voor het optellen van signalen kan je dus beter de inverterende versterker gebruiken. Dus resumerend: Bij een inverterende versterker is de versterking:

$$A = \frac{R2}{R1}$$

Bij de niet-inverterende versterker is de versterking:

$$A = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

OpAmps lenen zich voor veel doeleinden: van laagfrequent versterkers tot audio mixers, maar ook als filter. Daar zal ik een andere keer wat meer over vertellen. Voor nu moet maar eens experimenteren met de versterking van de OpAmp", besloot Opa. "Nog één vraag", zei Pim. Waar komt de naam OpAmp eigenlijk vandaan?". "Van Operational Amplifier", zei Opa. "In goed Nederlands: Operationele Versterker. Dat hebben ze afgekort tot OpAmp. Vandaar. De kenmerken zijn een versterking van rond de 100.000, een zeer hoge ingangsimpedantie, een lage uitgangsimpedantie en meestal een relatief beperkt frequentiebereik van enige tientallen kHz. Desalniettemin heel bruikbaar". Pim knikte. "Bedankt Opa, ik snap nu hoe ik de versterking moet berekenen".

Kerstpuzzel

Na de enthousiaste reacties van vorig jaar hebben we ook dit jaar een kerstpuzzel voor onze lezers. Deze keer is het geen makkelijke. Opa Vonk heeft een instrumentatieversterker ontworpen waarvan je het schema op de volgende bladzijde vindt, en omdat Opa nu eenmaal van flexibiliteit houdt, heeft hij op een aantal plaatsen de versterking instelbaar gemaakt. Opa weet hoe de knoppen moeten staan, maar weet jij het ook? Aan de ingang van de versterker wordt een gelijk-spanning aangeboden van 0,1V, en dat levert aan de uitgang een gelijkspanning van 1V op. Daarbij helpt Opa's uitleg in dit nummer waarbij hij aangeeft hoe je de versterking van een OpAmp kunt berekenen. Er is maar één combinatie van de schakelaars die een totale versterking van precies 10 oplevert. Heb je die combinatie gevonden, noteer dan de letters die



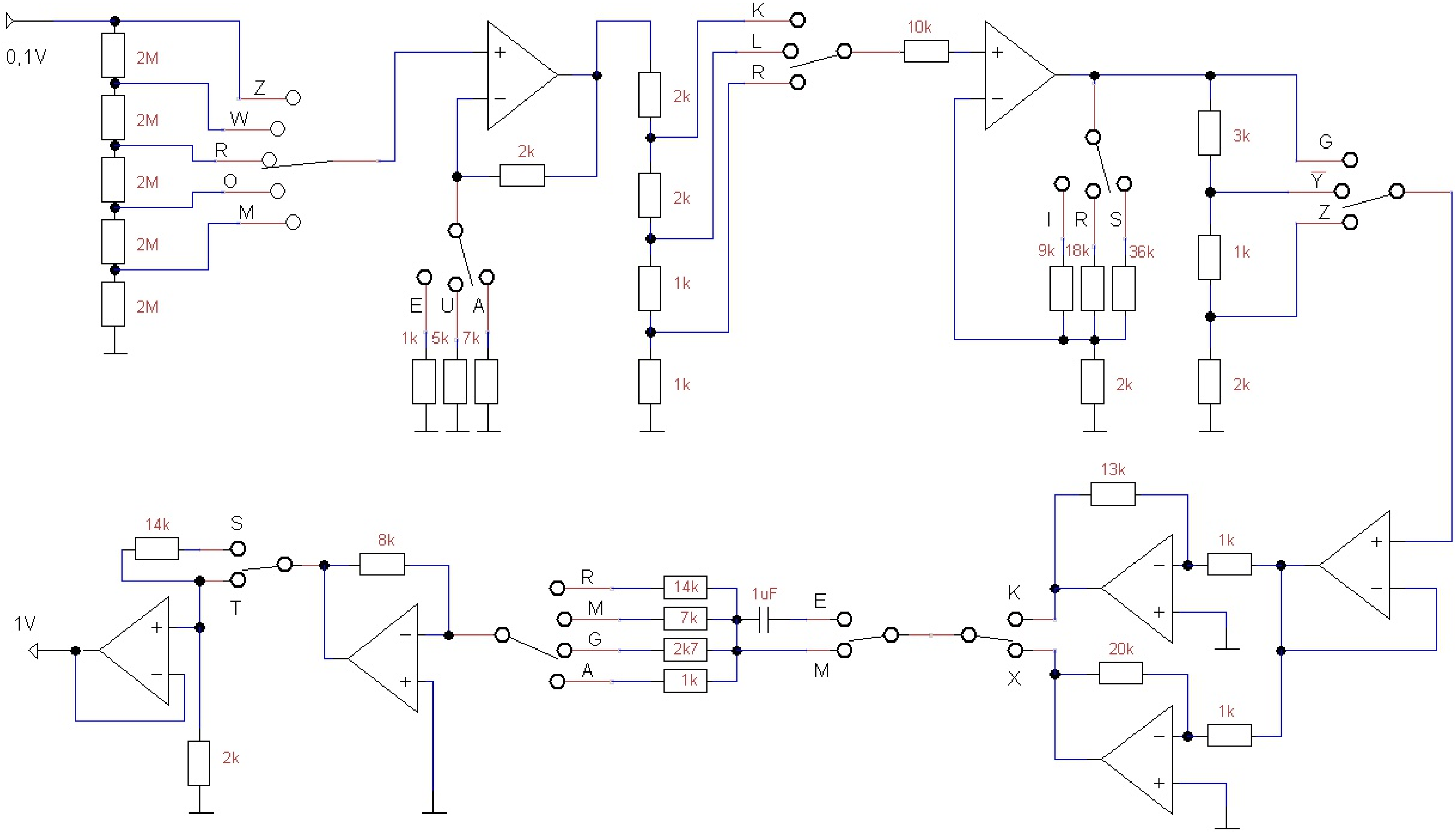
bij de standen van de schakelaars hoort. Die letters vormen de oplossing van de puzzel. Stuur die oplossing vóór 7 januari aan info@pi4raz.nl en onder de goede inzenders verloten we weer een aardigheidje. Veel succes met de puzzel!

Phasing CW filter

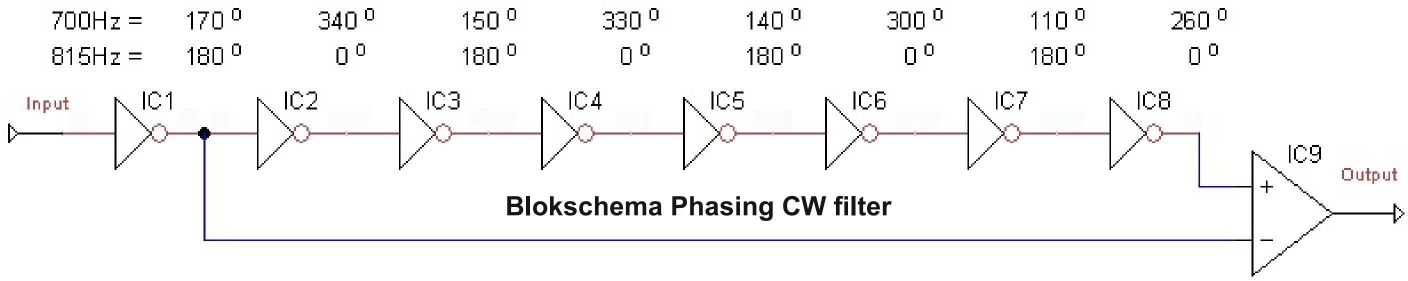
Als je een beoefenaar van CW bent, dan herken je vast wel die momenten dat je een wat betere filtering zou willen hebben om de achtergrondruis of dat storende signaal vlak naast je frequentie wat te onder-drukken. In de loop der jaren zijn er in de amateurliteratuur tientallen ontwerpen beschre-ven die gebaseerd zijn op banddoorlaatfilters, notch filters, 'clippers', 'limiters', om maar te zwijgen over spatial effect filters. Sommige van die filters kunnen nog wel een nuttige bijdrage leveren aan de ontvangst, maar er is er eigenlijk geen een die aan de hoge verwachtingen die men er vaak van heeft, kan voldoen. Als je bijvoorbeeld een heel smal filter wil maken, dan is de Q van dat filter meestal erg hoog en dan krijg je "ringing" (een soort naklinken van het geluid, net als een glas dat je aantikt) met als gevolg dat het geluid heel onnatuurlijk wordt. Andere ontwerpen klinken weer heel wollig, alsof het geluid van de bodem van een echoput komt. En dan heb je nog de ontwerpen die je in moet stellen tijdens de ontvangst, wat in het gunstigste geval onhandig is, en in het ergste geval is je tegenstation al weg of zijn de condities ingestort als het filter afgeregeld is. David Davies G4YKT bedacht daar al in 1988 een oplossing voor, maar gek genoeg is zijn ontwerp niet erg bekend. De insteek was een filter te maken dat het gewenste signaal uit een lawaaiierige achtergrond kan halen zonder de kwaliteit van het signaal aan te tasten of het gevoel dan een CW operator met zijn signaal-omgeving heeft, om zeep te helpen. Het doel was om een smalle doorlaat met steile flanken te maken zonder sterk resonerende elementen.

Het blokschema van het phasing filter vind je bovenaan bladzijde 13.

Lees verder na de kerstpuzzel



Kerstpuzzel PI4RAZ 2019



Blokschema Phasing CW filter

Elk van de elementen IC1 t/m IC8 is een banddoorlaatfilter met lage Q (ongeveer 2), een versterking van 1 en een centrale frequentie van 815Hz. Bij deze centrale frequentie is de fasedraaiing van de elementen 180°. Bij alle andere frequenties is de fasedraaiing of groter, of kleiner dan 180°. Het ontwerp discrimineert frequenties die niet in elk element 180° in fase gedraaid worden, en dat is dus alles behalve 815Hz.

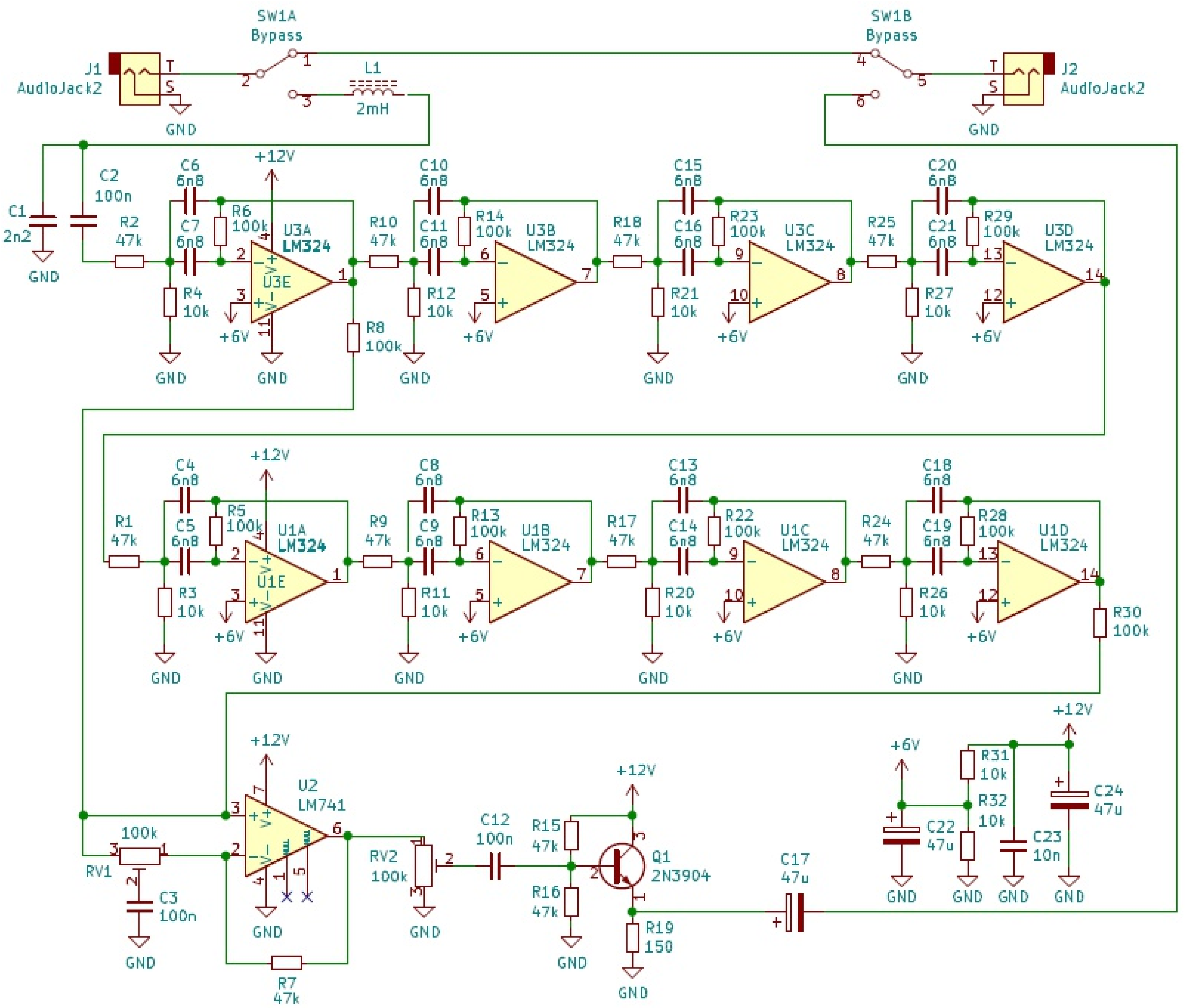
Laten we eerst eens kijken wat er gebeurt met een signaal van 815Hz. Aan de uitgang van IC1 is het signaal 180° gedraaid, en na IC2 is het signaal wederom 180° gedraaid en dus weer gelijk aan het ingangssignaal. Na IC3 is het signaal weer 180° uit fase met het ingangssignaal en gelijk aan het signaal dat aan de uitgang van IC1 staat. Aan de uitgang van elk oneven IC is het signaal dus 180° gedraaid, en aan de uitgang van elk even IC is het weer gelijk aan het ingangssignaal. Bij IC9 wordt de 180° uit-fase component van IC1 en de in-fase component van IC8 bij elkaar opgeteld via respectievelijk de inverterende en de niet-inverterende ingangen van IC9 waardoor er een tweemaal zo groot signaal ontstaat als wat er aangeboden werd.

Een signaal van 815Hz komt dus vrijwel onveranderd door het filter heen. Maar dat is heel anders als de frequentie afwijkt van 815Hz. Kijken we bijvoorbeeld eens naar een signaal van 700Hz: dat wordt in elk element ongeveer 170° verschoven en de uitgang van elk element wijkt af ten opzichte van zijn voorgangers, zoals in het blokschema te zien is. Bij IC9 worden de signalen dan weer bij elkaar opgeteld, maar door het faseverschil vindt een gedeeltelijke uitdoving van het signaal plaats. De mate van uitdoving is afhankelijk van het relatieve faseverschil aan de ingang van IC9. Zijn de twee signalen in fase, en denk eraan dat één van de ingangen van IC9 inverteert, dan vindt volledige onderdrukking van het signaal plaats.

In de praktijk vindt onderdrukking plaats als de signalen niet alleen gelijke fase hebben, maar ook gelijke amplitude. Om afwijkingen in de componenten te compenseren is instelpotmeter RV1 toegevoegd om de boel in balans te brengen. Condensator C3 zorgt ervoor dat de gelijkstroominstelling van IC9 niet verstoord wordt. (Zie het schema op bladzijde 14)

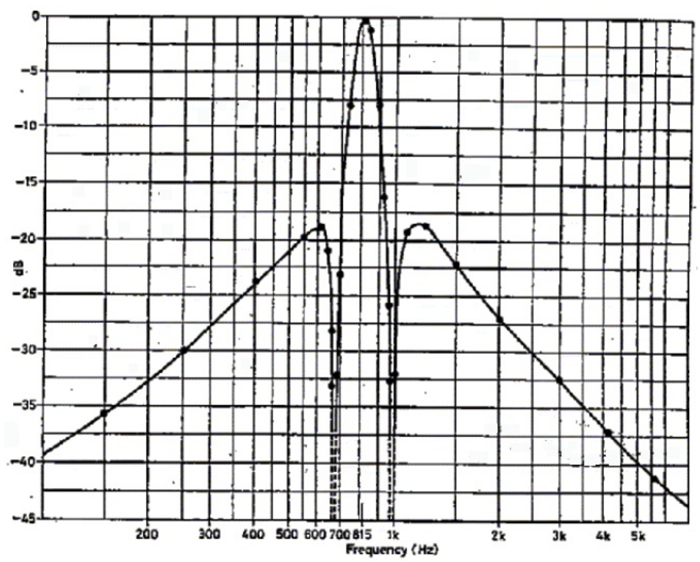
De breedte van de doorlaat is afhankelijk van het aantal elementen in de keten. Hoe meer elementen, hoe groter de faseverandering aan het eind van de keten bij een gegeven afwijking in frequentie ten opzichte van 815Hz. In principe is de doorlaat terug te brengen tot een paar Hertz, maar hier is een redelijk compromis van zo'n 120Hz toegepast. Op bladzijde 14 zie je de respons van het filter met 8 elementen; de doorlaat is extreem steil en smal als gevolg van de snelle verandering in fase tussen de uitgangen van IC1 en IC8 bij een afwijking ten opzichte van 815Hz. Je ziet ook de totale verzwakking waar de twee signalen door hun gelijke fase heen gaan. Die punten zijn ook te gebruiken om een station dat dicht tegen het gewenste station aan zit, te elimineren.

De wat vreemde filterfrequentie van 815 Hz was om twee redenen gekozen. Om te beginnen ligt het binnen het optimale frequentiegebied voor het beluisteren van CW (600Hz-1kHz). En ten tweede - de doorslaggevende reden - komen de frequentiebepalende componenten daarmee op standaard verkrijgbare waarden uit.

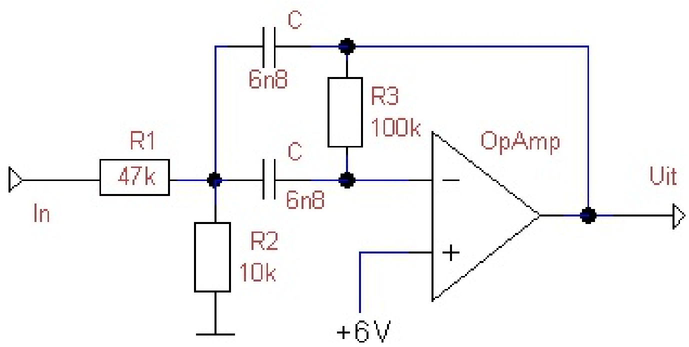


Berekenen van het filter

Als je niets hebt met rekenen, mag je deze paragraaf overslaan. Maar ik zal je laten zien dat zelfs David soms het voor de hand liggende over het hoofd zag. Omdat KiCad meteen allerlei woeste component referenties uitdeelt bij het annoteren, heb ik één filter element even teruggebracht tot een overzichtelijk schema, dat je bovenaan de volgende bladzijde vindt. Dit zijn de basiscomponenten die de bandbreedte van het filter bepalen: C, R1, R2 en R3. Merk daarbij op dat, omdat R1 bij de frequentiebepalende componenten behoort, het filter laagohmig aangestuurd moet worden! Dus niet met een lijnuitgang, maar met een emittervolger of de



De frequentie respons van het filter met 8 elementen. Let op de scherpe dalen vlak naast de top waar de signalen op IC9 in fase zijn en totale demping van het signaal opleveren.



hoofdtelefoonaansluiting van je set, anders trek je het eerste element uit zijn frequentie. Naar de volgende elementen toe is daar aan voldaan omdat de uitgang van een OpAmp laagohmig is (typisch 100Ω), maar bij de eerste trap ben je afhankelijk van wat er voor zit. Eventueel zelf een emittervolger toevoegen, dan zit je altijd goed.

De formules. De parameters van het filter worden als volgt bepaald:

$$f = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{R1 + R2}{R1R2R3}}$$

$$Q = \pi * R3 * C * 10^3$$

$$A = \frac{R3}{2 * R1}$$

Dit zijn de formules voor respectievelijk de frequentie, de Q van het filter en de versterking A. Aangezien het uitgangspunt was dat de versterking 1 moest zijn en de Q laag, dus 2, ligt de verhouding van een aantal componenten al gauw vast. David adviseerde om eerst een keuze te maken voor R3 en C en de rest van de componenten daarvan af te leiden. Het goede nieuws is natuurlijk dat we al een uitgangssituatie hebben, namelijk David's ontwerp. Ik wilde zelf het filter maken voor 700Hz, mijn favoriete CW toon. Als je naar de formules kijkt, zie je dat het veranderen van R3 invloed heeft op alle drie de filterparameters: frequentie, Q en versterking A. Daarmee gaan rommelen is dus niet handig, want dan gooi je steeds alles overhoop en moet je alle andere componenten herberekenen. R1 heeft zowel invloed op de versterking als op de frequentie en daarmee rommelen is dus ook vragen om een hoop problemen. Maar R2 komt alleen in de formule voor de frequentie voor. Als je die op een of andere manier uit de formule zou kunnen werken, kan je R2 afleiden uit de keuze voor de frequentie. Zonder je te vervelen met de hele wiskundige afleiding uit de formule, geef ik hierbij het eindresultaat:

$$R2 = \frac{R1}{((R1 * R3) * (2 * \pi * f * C)^2 - 1)}$$

Kijk, nou kan ik de frequentie invullen in de formule en rolt R2 eruit voor de frequentie naar keuze. Lang leve de spreadsheets: ik frotte de formule in een Excelletje zodat ik met de frequentie kon spelen (David werkte nog met een rekenmachine). Eerst natuurlijk proberen of 815Hz hetzelfde resultaat geeft als in het originele schema staat, zodat het zeker is dat er geen fouten in de formule zitten. Daarna 700Hz ingevuld en ziedaar: R2 zou dan ongeveer 15k moeten zijn, notabene een standaardwaarde! Toen met de frequentie zitten schuiven zodat er precies 15k uit kwam, en dat bleek bij 694Hz te zijn. Ik reken het goed. De resultaten zie je hier:

R1	47000
R2	1.00E+04
R3	100000
C	6.80E-09
f	815
Q	2.14E+00
A	1.06383

R1	47000
R2	1.47E+04
R3	100000
C	6.80E-09
f	700
Q	2.14E+00
A	1.06383

R1	47000
R2	1.50E+04
R3	100000
C	6.80E-09
f	694
Q	2.14E+00
A	1.06383

In de eerste kolom heb ik ter controle 815Hz ingevuld. Voor R2 volgt dan netjes 10k (de wetenschappelijke notatie is een gevolg van het feit dat ik de condensator als zodanig had ingevuld; Excel neemt dat dan ook over in de berekening). De tweede kolom geeft het resultaat voor een frequentie van 700Hz en dan zou er dus 14,7kΩ als weerstand in moeten. In de derde kolom heb ik net zolang met de frequentie gespeeld tot er precies 15kΩ uit kwam, en dat scheelt maar 6Hz met de gewenste 700Hz. Aan de Q en de versterking A verandert niets zoals je ziet: die blijven op de waarde die door de ontwerper zijn bepaald. In dit geval een Q van 2,14 en een versterking van 1,06. Het volstaat dus om in elk element de weerstand naar massa aan te passen om de door jou gewenste frequentie te verkrijgen. Natuurlijk kan je ook de

condensator aanpassen, maar daar ben je minder flexibel dan met weerstanden. Ik maakte van 6,8n in het spreadsheet even 8,2n en daarbij kwam bij dezelfde weerstandswaarden als in het origineel de frequentie op 675Hz uit. Het veranderen van de condensator is dus ook nog een optie.

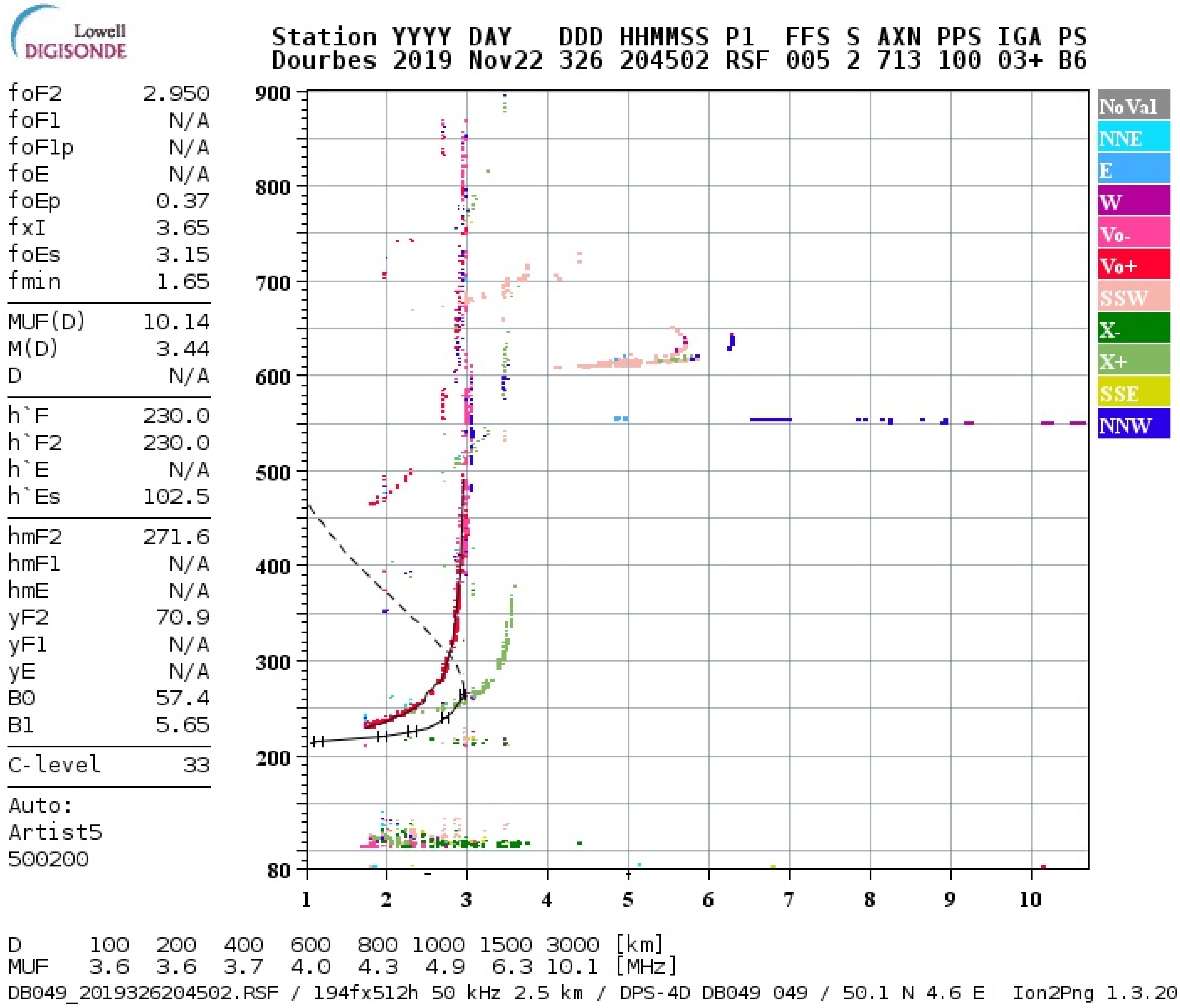
De constructie

Het is belangrijk dat alle frequentiebepalende elementen in het filter lage toleranties hebben. In het prototype waren de condensatoren 5% polystyreen types en de weerstanden waren 1% metaalfilm uitvoeringen. De overige componenten zijn niet kritisch en ook de layout is dat niet. Het eerste ontwerp werd op een 160x100mm Eurokaartje gebouwd met allemaal losse OpAmps, maar voor de ruimtebesparing kan je ook een LM324 toepassen: daar zitten 4 OpAmps in een behuizing en ben je met 2 IC's klaar. Voor de OpAmps is van alles gebruikt: er zijn versies gemaakt met 741's, met TL071 en TL081 en zelfs met de TL074, de quad uitvoering van de TL071. Dat werkt allemaal prima. Ben je nog niet zo'n ervaren bouwer, dan kan je kiezen voor losse OpAmps op voetjes. Gebruik je het filter in combinatie met een zender, dan kan dat tot RFI in het filter leiden met allerlei nare bijgeluiden. Dat wil je niet, zeker niet met een hoofdtelefoon op... Daarom zit er ook een smoorspoel aan de ingang, en het advies is dan ook om het filter in een afgeschermde (metalen) behuizing te monteren.

Voor het afregelen is niet zoveel nodig. Begin met RV1 in de middenstand. Als je de middelen hebt, fluit dan met een laagfrequent generator door het filter en check of de respons overeenkomt met het plaatje op bladzijde 14. Daarna kan je met RV1 de diepte van de nullen rond de piek afregelen. Dat is trouwens een compromis: je krijgt het niet voor elkaar om beide nullen te maximaliseren. Het minimaliseren van de onderste nul geeft in de praktijk het beste resultaat. Bij gebruik kan je verder RV2 zo instellen dat het geluidsniveau met en zonder filter in de hoofdtelefoon hetzelfde is. Met dit filter heb je een uitstekende hulp bij de ontvangst van zwakke signalen die anders niet hoorbaar zouden zijn geweest, maar zonder hinderlijke ringing zoals bij filters met hoge Q.

PA3CNO's blog

Die condities hè, die blijven ons maar bezighouden. Heb je het gelezen op de website, die special event stations uit België ter gelegenheid van de 18e verjaardag van prinses Elisabeth? De manier waarop dat opgezet is, is een van mijn favoriete awardjachten. Je kunt een groot aantal stations (in dit geval 38) werken in diverse modes (3) op alle banden. De kunst is om dan een bepaald aantal punten te scoren, waarbij een hoger aantal punten een steeds waardevoller award oplevert. Respectievelijk brons, zilver, goud en platina. Ik begon eraan met het doel om brons te halen. 30 punten moest toch wel te doen zijn vóór 25 december, wanneer het event eindigt. Dat was het ook wel. Zou 50 dan ook te halen zijn, voor het zilveren award? En ook dat ging. Door naar goud. Yoo, 70 punten. Maar nu. De stap naar platina is ineens 40 punten: ik moet de 110 halen. Je krijgt voor elk station 2 punten en voor elk bandslot 1 punt. Dus een station voor de 1e keer werken is 3 punten (2 voor het station en 1 voor het slot waar je 'm werkt), en elke keer dat je 'm daarna nog een keer werkt, is 1 punt. Maar nou komt het probleem. België is te dichtbij. Had ik in Spanje of Zweden gewoond, dan was het geen probleem. Maar 100-200km afstand overbruggen is met de huidige MUF een uitdaging. Om dat te illustreren, zie je op de volgende bladzijde het ionogram van Dourbes van 22 november om een uur of 10 's-avonds. Zie je de 200km MUF? Net aan 3,6MHz. Vergeet 60m. Vergeet 40m. Eigenlijk alles boven de 80m is nagenoeg niet te werken. En dan



wordt het een beetje beperkt... Gelukkig heb ik niet een spraak handicap, maar kan ik ook in CW en in Digimodes uitkomen. Nou ja, dat ging ook niet zomaar. Ik dacht "even" een OR18 station in FT8 te werken. Tenslotte hadden we dat in Liechtenstein ook gedaan, meteen de laatste keer dat ik FT8 gebruikt had want ik vind het geen verbindingen maken. Maar ja, ik moet toch puntjes scoren. Dus WSJT opgestart. Jammer, die versie was verlopen, dus moest ik een nieuwe versie downloaden en installeren. Vervolgens wilde het programma met geen 10 paarden communiceren met mijn historische RS232-USB converter die met de CAT van de set moet praten. Wat blijkt: de Prolific driver die daarvoor nodig is, is in 2012 al illegaal verklaard door Mickeysoft. Dus op internet naar een oplossing gezocht, en die is er. Een of ander programmaatje dat je op moet starten, en daarna de PC herstarten en ziedaar: hij herkende mijn Prolific interface weer. Maar toen wilde het audio niet werken. Bleek het plastic ringetje dat tussen de ring en de sleeve van de 3,5mm audio connector zit, kapot. Dus maakte het audio sluiting naar massa. Uit de junkbox een vervangende 3,5mm connector gevist en die gemonteerd. Inmiddels was het tegenstation al bijgezet in het familiegraf, maar ik was weer QRV in de digitale modes. Omdat mijn tegen-station verdwenen was, gaf ik een verdwaalde Griek antwoord op 60m en ziedaar, hij kwam voor me terug. Griekenland had ik nog niet op 60m, dus dat was mooi meegenomen. Na het QSO klopte ik de gegevens in in mijn

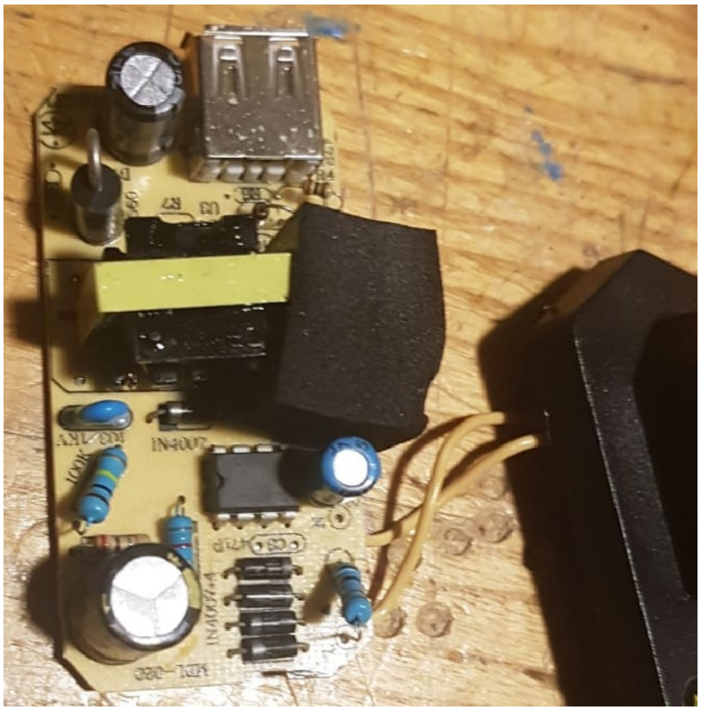
elektronisch logboek (ik gebruik niet dat van WSJT, maar LuxLog) en toen ik daarmee klaar was, zag ik dat ik aangeroepen werd door VE1YX: een Canadees station. Ik gaf antwoord (nou ja, klikte op Enable TX) en ziedaar: weer een first op 60m. Ik kreeg -16 en gaf -07, dus dat is niet eens zo beroerd. Maar dat is dus precies mijn punt. Ver weg gaat wel, maar België niet. Dat is ook te zien aan de door mij tot nu toe gewerkte OR18 special event stations:

Station	160m			80m			60m			40m			30m		20m			17m			15m			12m			10m		
	P	C	D	P	C	D	P	C	D	P	C	D	C	D	P	C	D	P	C	D	P	C	D	P	C	D	P	C	D
OR0YAL	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18AAA	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18BDX	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18BTS	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18BXE	N	Y	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18CRD	N	N	N	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18DIG	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18DST	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18ERA	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18GTM	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18HCC	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18KTK	N	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18LGE	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18LLV	N	N	Y	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18LUS	N	N	N	N	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18LVN	Y	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18MCL	N	N	N	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18MLB	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18NBT	N	Y	N	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18NOK	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18NOL	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18ONZ	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18OSA	N	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18OSB	N	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18OST	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18PHI	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18RAT	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18RSX	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18SNW	N	N	N	Y	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18TLS	N	Y	N	Y	Y	Y	N	N	N	N	Y	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18TRA	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18TRC	N	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18TWS	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18UBA	N	N	N	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18WLD	N	Y	N	N	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18WRA	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18WTO	N	N	N	N	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N
OR18ZTM	N	N	N	Y	Y	N	N	N	N	Y	Y	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N	N

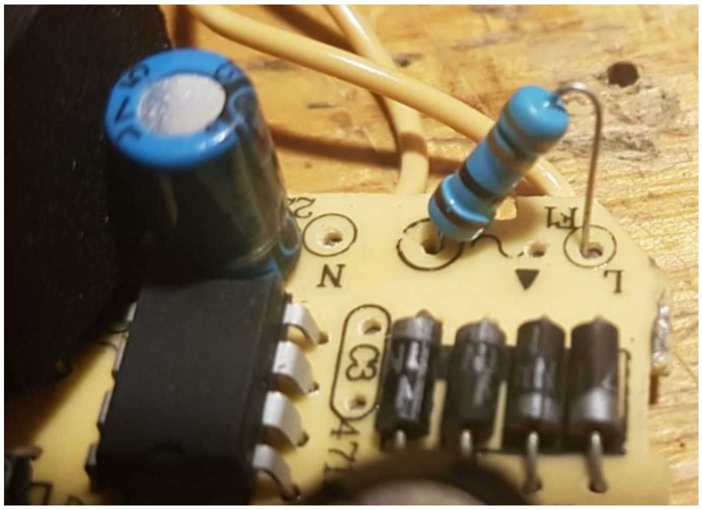
Zoals je ziet zijn 160m en 80m nog wel te doen, als het wat later op de avond wordt. Ik heb wel eens vanaf 19:00 in mijn microfoon zitten gillen en no way dat ik op 80m gehoord werd in België. Het tegenstation was net op het randje van de S8 storing in de shack waarneembaar. En om 20:30 komt hij dan ineens uit de ruis naar S9+ en werk ik 3 OR18 stations in 4 minuten... 60m was een incident (is sowieso niet druk daar) en 40m is vrijwel onwerkbaar. Op één dag was 30m een beetje open naar België en werkte ik twee stations in CW. Je ziet dat het hele rechter deel van de matrix gewoon blank is. Die hoge banden gaan gewoon niet op die korte afstand. Nou ja, momenteel moet ik nog 14 puntjes en met een beetje goede wil gaat me dat in de komende maand nog wel lukken. En zo niet: ik ben met het gouden award ook al

uitermate tevreden: ik had van tevoren niet bedacht dat ik zo ver zou komen.

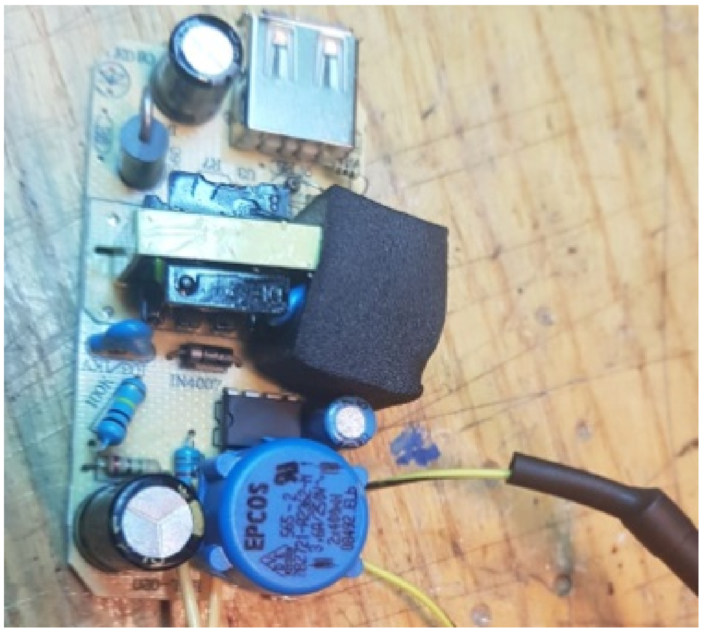
Wat kwam er deze maand zoal voorbij in de RAZ Whatsapp groep. Behalve dat de webcams in Liechtenstein inmiddels weer gerepareerd zijn (die waren een tijdje helemaal weg) en we dus weer kunnen zien hoeveel sneeuw er op onze expeditielocatie ligt, meldde vooral Wim PE1PWR zijn voortgang bij zijn jacht op stoorbronnen in en om zijn huis, om de kortegolf weer genietbaar te maken. Een van de stoorzenders was afkomsting uit China, en voor zover ik het uit de foto's op kan maken, betrof het hier een USB stekkerlader.



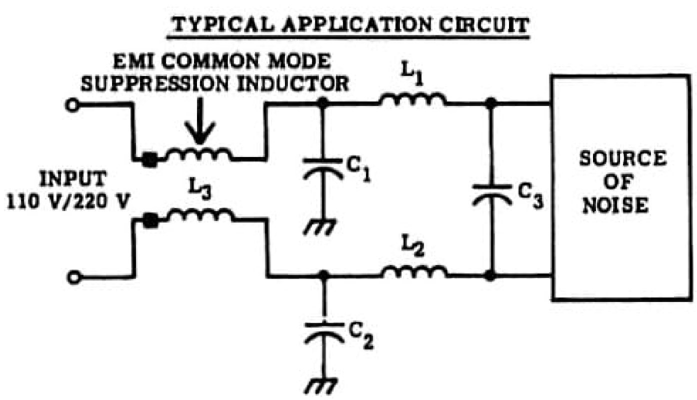
Rechts onderaan de print is waar de netspanning binnenkomt, en die komt via een weerstand van 100Ω die op de plaats van een zekering is gemonteerd (er vanuit gaande dat die wel uit zal branden als er echt wat mis gaat) terecht op zo te zien een met discrete componenten (4 diodes) opgebouwde gelijkrichter. Dat was genoeg om een bak storing te produceren op HF. Aan de kant van het lichtnet is dus niets gedaan om de stoorpieken die een schakelende voeding nou eenmaal produceert, op een of andere manier uit het lichtnet te houden. De vraag is of deze voeding dan wel aan de Europese normen voldoet. Iets zegt me van niet... Zie detailfoto op de volgende bladzijde.



Condensator C3 ontbreekt geheel (die had misschien nog wat tegen kunnen houden) en de zekering is een weerstand... Na toevoeging van een netfilter en een echte zekering was de voeding weer helemaal stil.



Wat er in het blauwe netfilter zit, zie je in het schema hieronder. Deze filters koop je voor weinig bij Ali, en zijn perfect om storingen uit dit soort apparaten tegen te houden.





Afdelingsnieuws

De meesten van jullie zullen het al wel gezien hebben: de website van PI4RAZ is vernieuwd. Er was niet meer aan te ontkomen. Een tijd geleden begonnen browsers al te miepen als je geen beveiligde (https) verbinding had, met zo'n groen slotje. Daar heb ik aan voldaan door certificaten op de site te zetten zodat die browsers weer tevreden waren. Maar het gebruikte versleutelingsprotocol, voor technici TLS1.0 (Transport Layer Security) genoemd, is inmiddels al ingehaald door TLS1.1 en TLS1.2, en TLS1.3 is al in de maak. En toen gingen de browserfabrikanten weer dreigen dat ze vanaf maart 2020 geen sites meer weer zouden geven die minder dan TLS1.2 ondersteunen.

Nou moet je weten dat de website in november 2006 live gegaan is op een Linux server die in 2009 nog geüpgraded is naar distributie Fedora Core 10 en als Content Management Systeem (CMS) Mambo versie 4.6.2. Mambo was een afsplitsing van het bekendere Joomla en ik moest toen een keuze maken welke fork ik zou nemen. Ik nam Mambo, en dat was precies de verkeerde keuze (daarom speculeer ik ook niet op de beurs). Mambo werd niet verder meer ontwikkeld en Joomla wel. Maar toen kon ik niet meer overstappen. En als ik je vertel dat de wereld momenteel op distributie Fedora Core 31 zit, dan moge duidelijk zijn dat het updaten naar TLS1.2 met die oude software eigenlijk niet meer te doen was.

Die bui hadden we natuurlijk al eerder zien hangen, en daarom had Robert PA2RDK al in 2016 een conversie-plugin voor Wordpress (een zeer bekend CMS tegenwoordig) gekocht waarmee we die oude Mambo site zouden kunnen importeren in Wordpress. Robert had al een keer een testrun gedraaid en dat leek te werken. De site-conversie werd op de ToDo lijst voor Liechtenstein gezet en daar bleef het bij. In Liechtenstein is altijd zoveel te doen, dat lang niet alles af komt, en dit was zo'n project met lage prioriteit. Maar ja, nu moesten we er iets mee, want anders zou de site in maart volgend jaar niet meer bereikbaar zijn.

Dus werd het conversieprogramma opnieuw aangeschaft (de nieuwe versie had meer opties), en de omzetting van de site voorbereid. HTA-systems stelde een geheel nieuwe server ter beschikking, en de opbouw kon beginnen. Eerst werd weer een test-run gedraaid om te zien waar we tegenaan zouden lopen. Het is niet niks, 10 jaar oude software omkatten naar een modern CMS. Vraag de belastingdienst maar. Het resultaat was veelbelovend en uiteindelijk hebben we op dinsdag 19 november de grote sprong gewaagd. Het stukje CMS omzetten ging an sich redelijk goed: met wat kleine ingrepen was dat vrij snel aan de praat. Maar al die andere processen, zoals de scripts die de call mutaties bijhouden, de Onweerssite die ook op die server draait, de APRS API gateway, het JOTA cluster, de IceCast streaming server - alles ging stuk door de upgrade van PHP5 naar PHP7. Een deel van de code voor de onweerssite moest herschreven, database functies waren ineens obsolete en moesten aangepast, kortom: dat heeft een paar avonden gekost. Maar zover te overzien is, doet alles het weer en zijn we helemaal terug met een totaal vernieuwde site op een geheel nieuwe server. We kunnen er hopelijk weer een paar jaar tegen. En het goede nieuws is: alle oude links werken nog. Dus alle verwijzingen naar onze site en alle Google indexen blijven gewoon werken. En dat is toch mooi meegenomen...

Inmiddels zijn we weer gezellig een avondje wezen orderpicken en zijn alle pakketten voor de iGate gereedgemaakt. De te verzenden pakketten zijn met Tante Pos meegegeven en 27 november is de gelegenheid voor de afhalers om de pakketten in ontvangst te nemen (als ik dit schrijf is het de 23e). De eerste gateways



heb ik al zien verschijnen op de kaart, dus dat stemt hoopvol voor de dekking van het APRS netwerk. We hebben voldoende printen besteld, vanwege alle ervaringen uit het verleden waarbij soms na jaren nog gevraagd wordt of we ergens nog een printje van hebben. Dat is voorlopig nog wel het geval.

Alles bij elkaar mogen we wel weer spreken van een geslaagd project. Op naar de volgende zullen we maar zeggen.

En dan de afdelingsbijeenkomsten. Zoals vaak het geval is in december, wringt de laatste bijeenkomst van de maand met de kerstdagen, en dit jaar is dat niet anders. De tweede woensdag van december valt op de 11e, en dat betekent dat de vierde woensdag op de 25e valt en dan verwachten we niet echt een grote opkomst. Dus in december is er maar één bijeenkomst, en wel op woensdag 11 december. Dan is wel ijs en weder dienende de QSL-manager aanwezig voor het uitwisselen van de kaarten, dus kom zeker even langs. Twijfel je aan de data van de afdelingsbijeenkomsten: op de site is ook de kalender weer geïmplementeerd en daarop kan je altijd zien of er bijeenkomsten zijn, maar ook wie van de club er jarig is. En ook de radiomarkten staan erop, voor zover ik over de data beschik. Gebruik de kalender dus bij twijfel.